

# 基于 IRS 辅助的 MIMO 车联网系统联合波束成形设计

张雷<sup>1</sup>, 王玉<sup>1,2</sup>, 田建杰<sup>1</sup>, 张琳<sup>1</sup>, 章天骄<sup>1</sup>

(1. 江苏理工学院电气信息工程学院, 江苏 常州 213001; 2. 东南大学移动通信国家重点实验室, 江苏 南京 210096)

**摘要:** 针对 MIMO 车联网系统中 V2I 和 V2V 共享频谱的情形, 提出了一种 IRS 辅助的联合波束成形设计方法。在保证 V2V 用户数据速率需求、V2I 基站发射功率受限和 IRS 反射相移模约束等条件下, 以最大化 V2I 用户的信道容量为目标, 联合优化基站端发送预编码和 IRS 端的反射相移矩阵。采用最小均方误差规则、矩阵分析理论和内逼算法把非凸且变量耦合的优化问题转换为解耦后的凸优化问题, 并提出一种交替迭代优化算法获得原问题的解。对所提算法的性能进行仿真, 分析了 IRS 反射单元数、IRS 部署位置和车速对车联网频谱效率的影响。仿真结果表明, 所提算法收敛性较好, 若在基站附近部署 IRS, 利用所提的联合波束成形方法能最大限度地提高车联网频谱效率。

**关键词:** 智能反射面; 车联网; MIMO; 波束成形; 凸优化

中图分类号: TN92

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2023035

## Joint beam forming design for IRS-aided MIMO Internet of vehicles system

ZHANG Lei<sup>1</sup>, WANG Yu<sup>1,2</sup>, TIAN Jianjie<sup>1</sup>, ZHANG Lin<sup>1</sup>, ZHANG Tianjiao<sup>1</sup>

1. School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University of Technology, Changzhou 213001, China

2. National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096, China

**Abstract:** A joint beamforming design method assisted by an IRS was proposed in MIMO Internet of vehicles system where the spectrum was shared by V2I and V2V users. Considering the constraints of V2V user's data rate requirement, transmit power and IRS reflection phase shift, transmit precoding matrix at base station and reflective phase shift matrix of the IRS were jointly optimized to maximize channel capacity of the V2I user. The coupled non-convex optimization problem was decoupled and converted to be convex by using minimum mean square error, matrix analysis and inner approaching algorithm. An alternate iterative optimization algorithm was proposed to find the feasible solution. The performance comparisons of the proposed algorithm with several benchmarks were carried out and the impacts of the number of IRS reflective elements, IRS location and vehicle speed on spectrum efficiency were provided, respectively. The simulation results show that the proposed algorithm can converge quickly and the spectrum efficiency can be maximally improved by using the proposed method if the IRS is deployed near the base station.

**Keywords:** intelligent reflecting surface, Internet of vehicles, MIMO, beam forming, convex optimization

收稿日期: 2022-07-28; 修回日期: 2022-10-08

通信作者: 王玉, yuwang\_edina@jsut.edu.cn

**基金项目:** 国家自然科学基金资助项目 (No.61901196); 东南大学移动通信国家重点实验室开放研究课题基金资助项目 (No.2021D14); 江苏省教育厅未来网络科研基金资助项目 (No.FNSRFP-2021-YB-35); 常州市应用基础研究计划基金资助项目 (No.CJ20210070); 江苏省基础研究计划基金资助项目 (No.BK20210941); 江苏省高等学校自然科学研究基金资助项目面上项目 (No.20KJD510004, No.21KJB510029, No.21KJB510017)

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China (No.61901196), The Open Research Fund of National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University (No.2021D14), Future Network Scientific Research Fund Project (No.FNSRFP-2021-YB-35), Changzhou Sci & Tech Program (No.CJ20210070), Jiangsu Provincial Research Foundation for Basic Research (No.BK20210941), Natural Science Foundation of the Higher Education Institutions of Jiangsu Province (No.20KJD510004, No.21KJB510029, No.21KJB510017)

## 0 引言

未来 6G 将为智能交通和自动驾驶技术的实现提供基础,成为解决人们出行中对安全、高效、舒适以及智能化需求问题的重要途径。作为上述技术的信息传输基础,6G 中的车联网将面临连通性、通信速率、时延和可靠性等多种性能的严苛要求。由于车联网的异构性、业务需求的差异性、车辆较强的动态性,以及车联网通信距离有限等特征,车辆之间的上述通信指标难以得到保障<sup>[1-2]</sup>。

为了进一步提高系统性能和满足未来车联网通信需求,车联网通信技术从单一的专用短程通信(DSRC, dedicated short range communication)发展到基于蜂窝的车联万物(C-V2X, cellular-vehicle to everything)技术,实现了蜂窝通信与自组织通信的融合。目前,典型的 C-V2X 通信链路通常分为车与基础设施(V2I, vehicle to infrastructure)通信和车与车(V2V, vehicle to vehicle)通信两类<sup>[3-4]</sup>。车联网中这两类通信的用户共享频谱是提高车联网频谱利用率的重要技术之一,但共享频谱也会带来干扰问题,反过来会影响系统的频谱效率<sup>[5]</sup>。为了减轻干扰的影响,文献[6]在 V2I 中断约束下提出了 V2V 吞吐量最大化问题,给出了最优的 V2V 发送端密度及其表达式,分析了 V2I 中断约束需求对 V2V 平均吞吐量的影响。文献[7]从 V2V 和 V2I 合作通信的角度,研究了恒相关和指数相关信道下的综合误包率,根据源节点和中继节点的综合效用函数,形成 Stackelberg 博弈问题,得到了效用函数最大化下的发射功率。文献[8]提出了一种自适应 V2V 和 V2I 动态传递选择策略,利用多跳通信来保持车辆间连通性,给出了基站覆盖范围内的吞吐量和覆盖范围外的连通时间和服务恢复次数。但这些研究仍未能解决被动适应车联网无线传输信道的局限性,车联网通信覆盖范围仍受到障碍物阻挡的严重影响,车联网通信覆盖率、连通性和频谱效率仍需进一步提高。基于智能反射面(IRS, intelligent reflecting surface)的车联网通信系统可以在不增加路侧单元或基站部署成本的前提下扩大车辆的覆盖范围和提升通信链路强度,使车联网性能突破现有瓶颈,释放出车联网在未来激增应用上的潜力<sup>[9-10]</sup>。

IRS 通常由大量电磁单元排列组成,通过可编程的方式动态调控电磁单元的性质来对电磁波进

行智能调控,进而增强信道复用增益和接收信号强度<sup>[11-12]</sup>。基于 IRS 的新型无线通信传输技术作为 6G 系统物理层关键技术之一,近年来已经被广泛证实,在无线网络中部署 IRS 可以改变传统无线信道的不可控特性,实现未来无线网络的覆盖增强和容量提升<sup>[13-15]</sup>。IRS 通常部署在多天线通信系统中,通过联合优化发送波束与 IRS 上的反射波束可以有效提高系统容量或提升频谱效率、减少发射总功率<sup>[16-19]</sup>。由于 IRS 带来的多径以及主动调整波束带来的信号增强优势,IRS 也被证明可以有效辅助携能传输和物理层安全设计<sup>[20-21]</sup>。此外,在一些特殊的网络场景中,如物联网、认知无线网络、无人机通信系统等,通过部署 IRS 来辅助无线通信,其系统能效、频谱效率、网络覆盖能力等也可以得到明显改善<sup>[22-26]</sup>。基于此,IRS 也被用于研究提升车联网连通性、系统容量等问题。文献[27-28]分析了 IRS 辅助下车辆间通信的中断概率、通信范围、接收端误比特率和系统吞吐量等性能指标,结果表明 IRS 在车联网性能上可带来明显增益。文献[29-30]研究了车联网中 IRS 辅助下的链路遍历容量和平均误符号概率,提出了多个 IRS 的最优选择策略。为了提高频谱效率,IRS 辅助下 V2I 和 V2V 共存网络的性能研究也十分重要。文献[31]对 V2I 和 V2V 共存下的安全中断概率进行了分析,给出了 IRS 辅助下的安全中断概率表达式。除了连通性等性能上的理论分析外,文献[32]研究了 V2I 和 V2V 链路共存时的资源分配问题,在确保 V2V 链路信号与干扰加噪声比(SINR, signal to interference plus noise ratio)的约束下,以最大化 V2I 用户容量为目标,设计了最优的功率、频谱资源分配和 IRS 反射系数。但上述研究都没有考虑多输入多输出(MIMO, multiple input multiple output)车联网系统。文献[33]以最大化最小接收信噪比为目标,研究了 MIMO 车联网场景下 IRS 辅助多车辆与路侧单元通信时的联合波束成形方法。文献[34]研究了 IRS 辅助下发送端和 IRS 反射端的联合波束优化方法,该方法针对毫米波频段下的车联网场景。文献[35]则在毫米波车联网中进一步给出了信道估计不完全情况下,发送端和 IRS 端的稳健性波束成形设计方法。但这些研究未考虑 V2I 和 V2V 两类链路共存的场景。综上所述,研究基于 IRS 辅助车联网通信系统的联合波束成形问题具有重要现实意义,但目前仍缺少 V2I 和 V2V 共存下的 MIMO 系统性能的研究。

针对以上所述 MIMO 车联网问题,本文具体研究工作如下。

1) 建立了 V2I 和 V2V 共存下基于 IRS 辅助的 MIMO 车联网终端通信链路模型。在同时满足 V2V 用户数据速率需求、V2I 基站发射功率受限和 IRS 反射相移模约束条件下,通过联合优化 V2I 基站发送预编码矩阵、IRS 反射相移矩阵,给出了 MIMO 车联网 V2I 用户信道容量最大化问题。该问题是一个多变量耦合的非凸优化问题,难以直接求解。

2) 针对上述非凸优化问题,提出了一种交替迭代优化算法。首先,采用最小均方误差 (MMSE, minimum mean square error) 规则把非凸目标函数转换为等价的易处理函数;其次,针对发送预编码矩阵的优化问题,利用矩阵分析理论把隐式的不等式约束条件转换为显式的凸约束条件,再把矩阵迹运算进行向量化表示,得到可以直接用优化工具 CVX 求解的形式;再次,针对 IRS 反射相移矩阵的优化问题,利用内逼算法、惩罚因子,将非凸约束转换为互补松弛问题求解,避免了使用较高复杂度的半定规划和高斯随机化求解方法;最后,提出了求解发送预编码和 IRS 反射相移矩阵的交替迭代优化算法。

3) 对 V2I 和 V2V 用户共存下的基于 IRS 辅助的 MIMO 车联网通信性能进行了仿真。仿真结果验证了所提算法的收敛性和优越性,证明了基于 IRS 辅助的 MIMO 车联网 V2I 用户在该算法下信道容量的显著提升,给出了 IRS 最佳部署位置和平均车速对 V2I 用户信道容量的影响。

## 1 系统模型

典型的车联网场景包含 V2I 和 V2V 两类用户。V2I 主要服务数据传输速度较高的通信需求,此类车辆通信终端被称为基于蜂窝的车辆用户设备 (C-VUE, cell-vehicle user equipment); V2V 主要是车辆终端直接通信,主要服务低时延性安全类信息,此类车辆通信终端被称为 D2D 车辆用户设备 (D-VUE, D2D vehicle user equipment) [31-32]。考虑 IRS 辅助的下行链路 MIMO 车联网场景如图 1 所示,IRS 部署在路边辅助车联网通信,假设只考虑车联网蜂窝基站 (或路侧单元设施) 通信覆盖范围内的无线传输问题,覆盖范围内包含一个 C-VUE 和一对 D-VUE (D-VUE<sub>1</sub> 为发送端, D-VUE<sub>2</sub> 为接

收端)。收发两端都是多天线,基站和 C-VUE 天线数分别为  $M_t$  和  $M_r$ , D-VUE 的发送端和接收端天线数分别为  $L_t$  和  $L_r$ , IRS 上的反射单元数为  $N$ 。

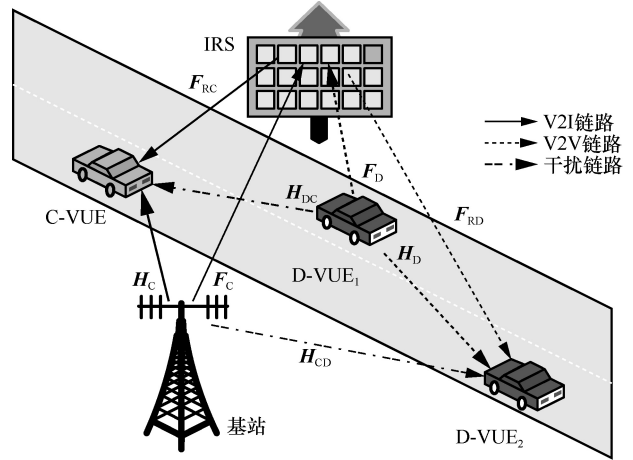


图 1 IRS 辅助的下行链路 MIMO 车联网场景

### 1.1 信道描述

该系统中,作为 V2I 用户,基站发送信号给 C-VUE;作为 V2V 用户, D-VUE<sub>1</sub> 车辆发送信号给 D-VUE<sub>2</sub>。由于 IRS 的辅助和波束控制,基站和 D-VUE<sub>1</sub> 的下行信号会经过 IRS 分别反射给 C-VUE 和 D-VUE<sub>2</sub>。因此, C-VUE 和 D-VUE<sub>2</sub> 的目标接收信号均是直直径和经过 IRS 的反射径上的两路信号的叠加。由于 V2I 用户和 V2V 用户共用频谱, C-VUE 会受到来自 D-VUE<sub>1</sub> 的干扰,同样, D-VUE<sub>2</sub> 会受到来自蜂窝基站的干扰。如图 1 所示,基站与 IRS、D-VUE<sub>1</sub> 与 IRS、IRS 与 C-VUE、IRS 与 D-VUE<sub>2</sub> 之间的信道分别记为  $F_c \in \mathbb{C}^{N \times M_t}$ 、 $F_d \in \mathbb{C}^{N \times L_t}$ 、 $F_{rc} \in \mathbb{C}^{M_r \times N}$  和  $F_{rd} \in \mathbb{C}^{L_r \times N}$ ;基站与 C-VUE、D-VUE<sub>1</sub> 与 D-VUE<sub>2</sub>、基站与 D-VUE<sub>2</sub>、D-VUE<sub>1</sub> 与 C-VUE 之间的信道分别记为  $H_c \in \mathbb{C}^{M_r \times M_t}$ 、 $H_d \in \mathbb{C}^{L_r \times L_t}$ 、 $H_{cd} \in \mathbb{C}^{L_r \times M_t}$ 、 $H_{dc} \in \mathbb{C}^{M_r \times L_t}$ 。

IRS 通过调整反射单元相位 (幅度为 1) 来最大化用户入射信号, IRS 的反射相移矩阵表示为  $\Phi = \text{diag}\{\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_N\}$ ,  $\phi_n = e^{j\theta_n}$  表示第  $n$  个反射单元,其相移为  $\theta_n \in [0, 2\pi]$ ,  $n = 1, 2, \dots, N$ 。由于 IRS 具有波束定向可控能力,可假设基站与 IRS、IRS 与车辆终端之间的通信信道为莱斯信道,其余信道为瑞利信道 [33]。莱斯信道可表示为

$$F_x = \sqrt{\rho d_x^{-\alpha_x}} \left( \sqrt{\frac{\kappa_x}{1+\kappa_x}} F_x^{\text{LoS}} + \sqrt{\frac{1}{1+\kappa_x}} F_x^{\text{NLoS}} \right) \quad (1)$$

其中,  $x \in \{C, D, RC, RD\}$ ;  $d_x$  为链路  $x$  收发端距离;  $\alpha_x$  为路径损耗指数;  $\rho$  为参考距离为 1 m 处的路径损耗;  $\kappa_x$  为莱斯衰落因子;  $\mathbf{F}_x^{\text{NLoS}}$  为链路  $x$  的非视距随机散射路径, 可用标准复高斯分布刻画;  $\mathbf{F}_x^{\text{LoS}}$  为视线线路, 可用收发两端天线或相移阵列反应刻画。假设收发端天线、IRS 相移阵列按均匀线性阵列 (ULA) 分布, 则含有  $m$  个元素的阵列反应可表示为<sup>[36]</sup>

$$\mathbf{a}_m(\varphi) = \left[ 1, e^{j2\pi\frac{d}{\lambda}\sin\varphi}, \dots, e^{j2\pi\frac{d}{\lambda}(m-1)\sin\varphi} \right] \quad (2)$$

其中,  $d$  为阵列元素间距离,  $\lambda$  为电磁波波长,  $\varphi$  为单个阵列元素/天线对应的波束到达角 (AoA, angle of arrival) 或离去角 (AoD, angle of departure)。基于此, 视线线路可表示为

$$\mathbf{F}_x^{\text{LoS}} = \mathbf{a}_{|x_1|}^H(\varphi_{\text{AoA},x}) \mathbf{a}_{|x_2|}(\varphi_{\text{AoD},x}) \quad (3)$$

其中,  $x \in \{C, D, RC, RD\}$ ,  $\varphi_{\text{AoA},x}$  为链路  $x$  接收端天线处的 AoA,  $\varphi_{\text{AoD},x}$  为链路  $x$  发送端天线处的 AoD,  $|x_1|$  和  $|x_2|$  分别为接收端和发送端阵列元素或天线个数。

瑞利信道可表示为

$$\mathbf{H}_x = \sqrt{\rho d_x^{-\alpha_x}} \hat{\mathbf{H}}_x, \quad x \in \{C, D, DC, CD\} \quad (4)$$

其中,  $\hat{\mathbf{H}}_x$  为随机散射路径, 可用独立复高斯分布给出。

### 1.2 容量分析

若 C-VUE 和 D-VUE 分别要传输的数据流数为  $d_c (1 \leq d_c \leq \min\{M_t, M_r\})$  和  $d_D (1 \leq d_D \leq \min\{L_t, L_r\})$ , 信道增益为理想信道状态信息 (CSI)。基站和 D-VUE<sub>1</sub> 的发射信号分别为  $\mathbf{x}_C = \mathbf{W}\mathbf{s}_C$  和  $\mathbf{x}_D = \mathbf{W}_D\mathbf{s}_D$ , 其中,  $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{M_t \times d_c}$  和  $\mathbf{W}_D \in \mathbb{C}^{L_t \times d_D}$  分别为基站和 D-VUE<sub>1</sub> 端的发送预编码矩阵,  $\mathbf{s}_C \in \mathbb{C}^{d_c \times 1}$  和  $\mathbf{s}_D \in \mathbb{C}^{d_D \times 1}$  分别为 C-VUE 和 D-VUE 发送的正交符号矢量,  $\mathbf{s}_C$  和  $\mathbf{s}_D$  的自相关矩阵分别满足  $\mathbb{E}[\mathbf{s}_C\mathbf{s}_C^H] = \mathbf{I}_{d_c}$  和  $\mathbb{E}[\mathbf{s}_D\mathbf{s}_D^H] = \mathbf{I}_{d_D}$ ,  $\mathbf{s}_C$  和  $\mathbf{s}_D$  符号之间的互相关矩阵满足  $\mathbb{E}[\mathbf{s}_C\mathbf{s}_D^H] = \mathbf{0}$ 。

C-VUE 和 D-VUE 的接收信号分别为

$$\mathbf{y}_C = (\mathbf{H}_C + \mathbf{F}_{\text{RC}}\boldsymbol{\Phi}\mathbf{F}_C)\mathbf{W}\mathbf{s}_C + (\mathbf{H}_{\text{DC}} + \mathbf{F}_{\text{RC}}\boldsymbol{\Phi}\mathbf{F}_D)\mathbf{W}_D\mathbf{s}_D + \mathbf{n}_C \quad (5)$$

$$\mathbf{y}_D = (\mathbf{H}_D + \mathbf{F}_{\text{RD}}\boldsymbol{\Phi}\mathbf{F}_D)\mathbf{W}_D\mathbf{s}_D + (\mathbf{H}_{\text{CD}} + \mathbf{F}_{\text{RD}}\boldsymbol{\Phi}\mathbf{F}_C)\mathbf{W}\mathbf{s}_C + \mathbf{n}_D \quad (6)$$

其中,  $\mathbf{n}_C \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \sigma_C^2 \mathbf{I})$ ,  $\mathbf{n}_D \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \sigma_D^2 \mathbf{I})$  为循环复高斯噪声矢量, 对角矩阵  $\boldsymbol{\Phi} = \text{diag}\{\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_N\}$  为反射相移矩阵。

C-VUE 和 D-VUE 的接收 SINR 分别为

$$\text{SINR}_C = \frac{\|(\mathbf{H}_C + \mathbf{F}_{\text{RC}}\boldsymbol{\Phi}\mathbf{F}_C)\mathbf{W}\|^2}{\|(\mathbf{H}_{\text{DC}} + \mathbf{F}_{\text{RC}}\boldsymbol{\Phi}\mathbf{F}_D)\mathbf{W}_D\|^2 + \sigma_C^2} \quad (7)$$

$$\text{SINR}_D = \frac{\|(\mathbf{H}_D + \mathbf{F}_{\text{RD}}\boldsymbol{\Phi}\mathbf{F}_D)\mathbf{W}_D\|^2}{\|(\mathbf{H}_{\text{CD}} + \mathbf{F}_{\text{RD}}\boldsymbol{\Phi}\mathbf{F}_C)\mathbf{W}\|^2 + \sigma_D^2} \quad (8)$$

记  $\bar{\mathbf{H}}_C = \mathbf{H}_C + \mathbf{F}_{\text{RC}}\boldsymbol{\Phi}\mathbf{F}_C$ ,  $\bar{\mathbf{H}}_D = \mathbf{H}_D + \mathbf{F}_{\text{RD}}\boldsymbol{\Phi}\mathbf{F}_D$ ,  $\bar{\mathbf{H}}_{\text{DC}} = \mathbf{H}_{\text{DC}} + \mathbf{F}_{\text{RC}}\boldsymbol{\Phi}\mathbf{F}_D$ ,  $\bar{\mathbf{H}}_{\text{CD}} = \mathbf{H}_{\text{CD}} + \mathbf{F}_{\text{RD}}\boldsymbol{\Phi}\mathbf{F}_C$ , D-VUE<sub>1</sub> 端的发送预编码矩阵采用理想形式, 即  $\mathbf{W}_D$  设计为信道增益矩阵奇异值分解的前  $d_D$  个最大奇异值对应的右奇异向量组成的矩阵。则 C-VUE 和 D-VUE 传输信道容量 (单位为 bit/(s·Hz)) 分别为

$$R_C(\mathbf{W}, \boldsymbol{\Phi}) = \text{lb det}(\mathbf{I} + \bar{\mathbf{H}}_C \mathbf{W} \mathbf{W}^H \bar{\mathbf{H}}_C^H \mathbf{J}_C^{-1}) \quad (9)$$

$$R_D(\mathbf{W}, \boldsymbol{\Phi}) = \text{lb det}(\mathbf{I} + \bar{\mathbf{H}}_D \mathbf{W}_D \mathbf{W}_D^H \bar{\mathbf{H}}_D^H \mathbf{J}_D^{-1}) \quad (10)$$

其中, 有

$$\mathbf{J}_C = \bar{\mathbf{H}}_{\text{DC}} \mathbf{W}_D \mathbf{W}_D^H \bar{\mathbf{H}}_{\text{DC}}^H + \sigma_C^2 \mathbf{I}$$

$$\mathbf{J}_D = \bar{\mathbf{H}}_{\text{CD}} \mathbf{W} \mathbf{W}^H \bar{\mathbf{H}}_{\text{CD}}^H + \sigma_D^2 \mathbf{I}$$

## 2 波束成形设计

本文要在满足 V2V 用户数据速率需求、V2I 基站发射功率受限以及 IRS 反射相移模约束条件下, 以最大化 V2I 用户信道容量为目标, 联合优化 C-VUE 发送端的发送预编码矩阵  $\mathbf{W}$  和 IRS 的反射相移矩阵  $\boldsymbol{\Phi}$ , 得到基站和 IRS 端主被动联合波束成形设计方法。本节将给出优化问题模型、子凸问题求解方法以及得到原问题解的交替迭代优化算法。

### 2.1 问题建模与等价转换

V2I 用户数据速率最大化问题可以表述为

$$\text{P1: } \max_{\mathbf{W}, \boldsymbol{\Phi}} R_C(\mathbf{W}, \boldsymbol{\Phi}) \quad (11a)$$

$$\text{s.t. } R_D(\mathbf{W}, \boldsymbol{\Phi}) \geq \gamma^{\text{req}} \quad (11b)$$

$$\|\mathbf{W}\|^2 \leq P \quad (11c)$$

$$|[\boldsymbol{\Phi}]_{n,n}| = 1, n=1, 2, \dots, N \quad (11d)$$

其中, 式(11a)为优化目标; 式(11b)为 V2V 用户数据速率约束,  $\gamma^{\text{req}}$  为最小数据速率需求; 式(11c)为

基站发射功率约束， $P$  为基站可用的发射总功率；式(11d)为 IRS 反射相移模 1 约束。

利用 MMSE 规则<sup>[26,37]</sup>，假设 C-VUE 接收端引入线性解码矩阵变量  $U_C \in \mathbb{C}^{M_c \times d_c}$  来估计接收信号，可得信号估计  $\hat{s}_c = U_C^H y_c$ 。则均方误差为

$$\begin{aligned} E_C &= \mathbb{E}[(\hat{s}_c - s_c)(\hat{s}_c - s_c)^H] = \\ & (U_C^H \bar{H}_C W - I_{d_c})(W^H \bar{H}_C^H U_C - I_{d_c}) + \\ & U_C^H \bar{H}_{DC} W_D W_D^H \bar{H}_{DC}^H U_C + \sigma_c^2 U_C^H U_C \end{aligned} \quad (12)$$

**定理 1** 给定  $W$  和  $\Phi$ ，引入均方误差权重矩阵  $V_C$  作为辅助变量，在 MMSE 规则下，信道容量目标函数可等价表示为

$$\begin{aligned} R_C(W, \Phi) &\triangleq h_C(V_C, U_C, W, \Phi) = \\ & \text{lb det}(V_C) - \text{Tr}(V_C E_C) + d_c \end{aligned} \quad (13)$$

**证明** 根据 MMSE 规则，最小化  $E_C$  即要求最大化  $h_C(V_C, U_C, W, \Phi)$ ，在给定  $W$  和  $\Phi$  的条件下，分别针对变量  $U_C$ 、 $V_C$  对函数  $h_C(V_C, U_C, W, \Phi)$  求一阶导数，并令导数等于 0，可得最优的  $U_C$ 、 $V_C$  分别为

$$U_C^* = (\sigma_c^2 + \bar{H}_C W W^H \bar{H}_C^H \bar{H}_{DC} W_D W_D^H \bar{H}_{DC}^H)^{-1} \bar{H}_C W \quad (14)$$

$$V_C^* = (E_C^*)^{-1} \quad (15)$$

其中， $E_C^*$  为把  $U_C^*$  代入式(12)所得，即

$$E_C^* = I_{d_c} - W^H \bar{H}_C^H Q^{-1} \bar{H}_C W \quad (16)$$

其中， $Q = \sigma_c^2 I + \bar{H}_C W W^H \bar{H}_C^H + \bar{H}_{DC} W_D W_D^H \bar{H}_{DC}^H$ 。把  $V_C^*$ 、 $E_C^*$  代入  $h_C(V_C, U_C, W, \Phi)$  可得

$$h_C = \text{lb det}(I_{d_c} - W^H \bar{H}_C^H Q^{-1} \bar{H}_C W)^{-1}$$

根据 Woodbury 矩阵不等式原理  $(I + XY)^{-1} = I - X(I + YX)^{-1}Y$ ，令  $X = -W^H \bar{H}_C^H$ 、 $Y = Q^{-1} \bar{H}_C W$ ，则有

$$\begin{aligned} h_C &= \text{lb det}[I_{d_c} + W^H \bar{H}_C^H (Q - \bar{H}_C W W^H \bar{H}_C^H)^{-1} \bar{H}_C W] = \\ & \text{lb det}[I_{d_c} + W^H \bar{H}_C^H J_C^{-1} \bar{H}_C W] = \\ & \text{lb det}[I_{d_c} + \bar{H}_C W W^H \bar{H}_C^H J_C^{-1}] = \\ & R_C(W, \Phi) \end{aligned} \quad (17)$$

证毕。

同理，在 D-VUE 端引入解码矩阵  $U_D \in \mathbb{C}^{L \times d_D}$  和均方误差权重矩阵  $V_D$ ，在 MMSE 规则下 D-VUE 的信道容量函数可表示为

$$\begin{aligned} R_D(W, \Phi) &\triangleq h_D(V_D, U_D, W, \Phi) = \\ & \text{lb det}(V_D) - \text{Tr}(V_D E_D) + d_D \end{aligned} \quad (18)$$

则 P1 可等价于

$$P2: \max_{\{V_C, V_D, U_C, U_D, W, \Phi\}} \text{lb det}(V_C) - \text{Tr}(V_C E_C) \quad (19a)$$

$$\text{s.t. } \text{lb det}(V_D) - \text{Tr}(V_D E_D) \geq \gamma^{\text{req}} - d_D \quad (19b)$$

$$\text{Tr}(W W^H) \leq P \quad (19c)$$

$$|[\Phi]_{n,n}| = 1, n=1, 2, \dots, N \quad (19d)$$

P2 的优化变量是相互耦合的，可采用交替迭代优化算法<sup>[16-20]</sup>，根据 MMSE 规则，只要优化变量  $W$  和  $\Phi$  的每次迭代值给出，即可解耦  $U_C$ 、 $U_D$ 、 $V_C$  和  $V_D$ 。所以只需交替优化  $W$  和  $\Phi$ 。下面给出具体的交替优化  $W$  和  $\Phi$  的方法。

## 2.2 优化 $W$

固定  $\Phi$ 、 $U_C$ 、 $U_D$ 、 $V_C$  和  $V_D$ ，则求解  $W$  的优化问题可转换为

$$P3: \min_W \text{Tr}(V_C E_C) \quad (20a)$$

$$\text{s.t. } \text{Tr}(V_D E_D) \leq \tilde{\gamma} \quad (20b)$$

$$\text{Tr}(W W^H) \leq P \quad (20c)$$

其中， $\tilde{\gamma} = \text{lb det}(V_D) + d_D - \gamma^{\text{req}}$ 。

把  $E_C$  代入式(20a)，通过矩阵迹的等价操作只保留含有优化变量  $W$  的项，则 P3 的目标函数可等价于

$$f(W) = \text{Tr}(W^H A_1 W) - \text{Tr}(B_1 W) - \text{Tr}(W^H B_1^H) \quad (21)$$

其中，有

$$A_1 = \bar{H}_C^H U_C V_C U_C^H \bar{H}_C$$

$$B_1 = V_C U_C^H \bar{H}_C$$

把  $E_D$  代入式(20b)，并把不含有优化变量  $W$  的项移到不等式右边，则约束条件式(20b)可等价于

$$\text{Tr}(W^H A_2 W) \leq \bar{\gamma} \quad (22)$$

其中，有

$$A_2 = \bar{H}_{CD}^H U_D V_D U_D^H \bar{H}_{CD}$$

$$\bar{\gamma} = \tilde{\gamma} + \text{Tr}(V_D U_D^H \bar{H}_D W_D) + \text{Tr}(V_D W_D^H \bar{H}_D^H U_D) -$$

$$\text{Tr}(\sigma_D^2 V_D U_D^H U_D) - \text{Tr}(V_D U_D^H \bar{H}_D W_D W_D^H \bar{H}_D^H U_D) - d_D$$

把式(20a)和式(20b)分别用式(21)和式(22)代替, 则 P3 可等价

$$P4: \min_{\mathbf{W}} f(\mathbf{W}) \quad (23a)$$

$$\text{s.t. } \text{Tr}(\mathbf{W}^H \mathbf{A}_2 \mathbf{W}) \leq \bar{\gamma} \quad (23b)$$

$$\text{Tr}(\mathbf{W} \mathbf{W}^H) \leq P \quad (23c)$$

P4 为凸优化问题, 但由于矩阵迹运算的存在, 并不能直接用 CVX 来求解。为了方便使用 CVX, 矩阵的迹运算可以利用式(24)和式(25)转换为向量之间的运算。

$$\text{Tr}(\mathbf{X}\mathbf{Y}) = [\text{vec}(\mathbf{X}^H)]^H \text{vec}(\mathbf{Y}) = [\text{vec}(\mathbf{Y}^H)]^H \text{vec}(\mathbf{X}) \quad (24)$$

$$\text{vec}(\mathbf{X}\mathbf{Y}) = (\mathbf{I} \otimes \mathbf{X}) \text{vec}(\mathbf{Y}) \quad (25)$$

目标函数  $f(\mathbf{W})$  中的第二项、第三项可以直接利用恒等式(24)进行转换, 第一项可以先使用式(24), 再利用式(25)进行转换, 可得

$$\begin{aligned} \text{Tr}(\mathbf{W}^H \mathbf{A}_1 \mathbf{W}) &= \text{vec}(\mathbf{A}_1^H \mathbf{W})^H \text{vec}(\mathbf{W}) = \\ &\text{vec}(\mathbf{W})^H (\mathbf{I} \otimes \mathbf{A}_1^H)^H \text{vec}(\mathbf{W}) \end{aligned} \quad (26)$$

同理可得到约束条件式(23b)左边矩阵迹运算的向量化转换。令向量  $\mathbf{w} = \text{vec}(\mathbf{W}) \in \mathbb{C}^{M_d \times 1}$ , 则 P4 可以等价转换为

$$P5: \min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H (\mathbf{I} \otimes \mathbf{A}_1^H)^H \mathbf{w} - 2 \text{Re}(\text{vec}(\mathbf{B}_1^H)^H \mathbf{w}) \quad (27a)$$

$$\text{s.t. } \mathbf{w}^H (\mathbf{I} \otimes \mathbf{A}_2^H)^H \mathbf{w} \leq \bar{\gamma} \quad (27b)$$

$$\mathbf{w}^H \mathbf{w} \leq P \quad (27c)$$

P5 可以直接使用 CVX 求解, 最后把求解出的  $\mathbf{w}$  重组为矩阵  $\mathbf{W}$  即得到 P3 的解。

### 2.3 优化 $\Phi$

固定  $\mathbf{W}$ 、 $\mathbf{U}_C$ 、 $\mathbf{U}_D$ 、 $\mathbf{V}_C$  和  $\mathbf{V}_D$ , 则求解  $\Phi$  的优化问题可转换为

$$P6: \min_{\Phi} \text{Tr}(\mathbf{V}_C \mathbf{E}_C) \quad (28a)$$

$$\text{s.t. } \text{Tr}(\mathbf{V}_D \mathbf{E}_D) \leq \bar{\gamma} \quad (28b)$$

$$|\phi_n| = 1, n = 1, 2, \dots, N \quad (28c)$$

优化变量  $\Phi$  隐含在目标函数和约束条件表达式的信道矩阵中。

先观察目标函数式(28a), 把  $\mathbf{E}_C$  代入式(28a), 令  $\bar{\mathbf{W}} = \mathbf{W} \mathbf{W}^H$ ,  $\bar{\mathbf{W}}_D = \mathbf{W}_D \mathbf{W}_D^H$ , 通过矩阵迹的变换, 可得  $\text{Tr}(\mathbf{V}_C \mathbf{E}_C) = \text{Tr}(\mathbf{V}_C \mathbf{U}_C^H \bar{\mathbf{H}}_C \bar{\mathbf{W}} \bar{\mathbf{H}}_C^H \mathbf{U}_C) + \text{Tr}(\mathbf{V}_C \mathbf{U}_C^H \bar{\mathbf{H}}_{DC} \bar{\mathbf{W}}_D \bar{\mathbf{H}}_{DC}^H \mathbf{U}_C) - \text{Tr}(\mathbf{V}_C \mathbf{U}_C^H \bar{\mathbf{H}}_C \mathbf{W}) - \text{Tr}(\mathbf{V}_C \mathbf{W}^H \bar{\mathbf{H}}_C^H \mathbf{U}_C) + c_0$  (29)

其中,  $c_0 = \text{Tr}(\mathbf{V}_C \mathbf{I}_{d_c}) + \text{Tr}(\sigma^2 \mathbf{V}_C \mathbf{U}_C^H \mathbf{U}_C)$  为常数项。把  $\bar{\mathbf{H}}_C$ 、 $\bar{\mathbf{H}}_{DC}$  代入式(29), 利用矩阵迹运算的等价操作, 式(29)的第一项可推导为

$$\begin{aligned} \text{Tr}(\mathbf{V}_C \mathbf{U}_C^H \bar{\mathbf{H}}_C \bar{\mathbf{W}} \bar{\mathbf{H}}_C^H \mathbf{U}_C) &= \text{Tr}(\Phi^H \mathbf{B} \Phi \mathbf{C}_1) + \\ &\text{Tr}(\Phi^H \mathbf{D}_1^H) + \text{Tr}(\Phi \mathbf{D}_1) + c_1 \end{aligned} \quad (30)$$

其中,  $\mathbf{B} = \mathbf{F}_{RC}^H \mathbf{U}_C \mathbf{V}_C \mathbf{U}_C^H \mathbf{F}_{RC}$ ,  $\mathbf{C}_1 = \mathbf{F}_C \bar{\mathbf{W}} \mathbf{F}_C^H$ ,  $\mathbf{D}_1 = \mathbf{F}_C \bar{\mathbf{W}} \mathbf{H}_C^H \mathbf{U}_C \mathbf{V}_C \mathbf{U}_C^H \mathbf{F}_{RC}$ , 常数项  $c_1 = \text{Tr}(\mathbf{V}_C \mathbf{U}_C^H \mathbf{H}_C \bar{\mathbf{W}} \bar{\mathbf{H}}_C^H \mathbf{U}_C)$ 。

同理, 式(29)的第二项可推导为

$$\begin{aligned} \text{Tr}(\mathbf{V}_C \mathbf{U}_C^H \bar{\mathbf{H}}_{DC} \bar{\mathbf{W}}_D \bar{\mathbf{H}}_{DC}^H \mathbf{U}_C) &= \text{Tr}(\Phi^H \mathbf{B} \Phi \mathbf{C}_2) + \\ &\text{Tr}(\Phi^H \mathbf{D}_2^H) + \text{Tr}(\Phi \mathbf{D}_2) + c_2 \end{aligned} \quad (31)$$

其中,  $\mathbf{C}_2 = \mathbf{F}_D \bar{\mathbf{W}}_D \mathbf{F}_D^H$ ,  $\mathbf{D}_2 = \mathbf{F}_D \bar{\mathbf{W}}_D \mathbf{H}_{DC}^H \mathbf{U}_C \mathbf{V}_C \mathbf{U}_C^H \mathbf{F}_{RC}$ , 常数项  $c_2 = \text{Tr}(\mathbf{V}_C \mathbf{U}_C^H \mathbf{H}_{DC} \bar{\mathbf{W}}_D \mathbf{H}_{DC}^H \mathbf{U}_C)$ 。

式(29)的第三项、第四项可分别推导为

$$\text{Tr}(\mathbf{V}_C \mathbf{U}_C^H \bar{\mathbf{H}}_C \mathbf{W}) = \text{Tr}(\Phi \mathbf{D}_3) + c_3 \quad (32)$$

$$\text{Tr}(\mathbf{V}_C \mathbf{W}^H \bar{\mathbf{H}}_C^H \mathbf{U}_C) = \text{Tr}(\Phi^H \mathbf{D}_3^H) + c_4 \quad (33)$$

其中,  $\mathbf{D}_3 = \mathbf{F}_C \mathbf{W} \mathbf{V}_C \mathbf{U}_C^H \mathbf{F}_{RC}$ ,  $c_3 = \text{Tr}(\mathbf{V}_C \mathbf{U}_C^H \mathbf{H}_C \mathbf{W})$ ,  $c_4 = \text{Tr}(\mathbf{W}^H \mathbf{H}_C^H \mathbf{U}_C \mathbf{V}_C)$ 。

把式(30)~式(33)代入式(29)可得

$$\begin{aligned} \text{Tr}(\mathbf{V}_C \mathbf{E}_C) &= \text{Tr}(\Phi^H \mathbf{B} \Phi \mathbf{C}) + \text{Tr}(\Phi^H \mathbf{D}^H) + \text{Tr}(\Phi \mathbf{D}) + c \\ &\quad (34) \end{aligned}$$

其中,  $\mathbf{C} = \mathbf{C}_1 + \mathbf{C}_2$ ,  $\mathbf{D} = \mathbf{D}_1 + \mathbf{D}_2 - \mathbf{D}_3$ ,  $c = c_0 + c_1 + c_2 - c_3 - c_4$ 。

再观察约束条件式(28b), 其不等号左边的形式与目标函数相似, 把  $\mathbf{E}_D$  代入式(28b), 可利用处理目标函数的方法对式(28b)进行转换, 这里不再赘述, 最终可把  $\text{Tr}(\mathbf{V}_D \mathbf{E}_D)$  转换为

$$\begin{aligned} \text{Tr}(\mathbf{V}_D \mathbf{E}_D) &= \text{Tr}(\Phi^H \tilde{\mathbf{B}} \Phi \tilde{\mathbf{C}}) + \text{Tr}(\Phi^H \tilde{\mathbf{D}}^H) + \text{Tr}(\Phi \tilde{\mathbf{D}}) + \tilde{c} \\ &\quad (35) \end{aligned}$$

其中,  $\tilde{\mathbf{B}} = \mathbf{F}_{RD}^H \mathbf{U}_D \mathbf{V}_D \mathbf{U}_D^H \mathbf{F}_{RD}$ ,  $\tilde{\mathbf{C}} = \tilde{\mathbf{C}}_1 + \tilde{\mathbf{C}}_2$ ,  $\tilde{\mathbf{D}} = \tilde{\mathbf{D}}_1 + \tilde{\mathbf{D}}_2 - \tilde{\mathbf{D}}_3$ ,  $\tilde{c} = \tilde{c}_0 + \tilde{c}_1 + \tilde{c}_2 - \tilde{c}_3 - \tilde{c}_4$ ,  $\tilde{\mathbf{C}}_1 = \mathbf{F}_D \bar{\mathbf{W}}_D \mathbf{F}_D^H$ ,  $\tilde{\mathbf{C}}_2 = \mathbf{F}_C \bar{\mathbf{W}} \mathbf{F}_C^H$ ,  $\tilde{\mathbf{D}}_1 = \mathbf{F}_D \bar{\mathbf{W}}_D \mathbf{H}_{DC}^H \mathbf{U}_D \mathbf{V}_D \mathbf{U}_D^H \mathbf{F}_{RD}$ ,  $\tilde{\mathbf{D}}_2 = \mathbf{F}_C \bar{\mathbf{W}} \mathbf{H}_{CD}^H \mathbf{U}_D \mathbf{V}_D \mathbf{U}_D^H \mathbf{F}_{RD}$ ,  $\tilde{\mathbf{D}}_3 = \mathbf{F}_D \mathbf{W}_D \mathbf{V}_D \mathbf{U}_D^H \mathbf{F}_{RD}$ ,  $\tilde{c}_0 = \text{Tr}(\mathbf{V}_D \mathbf{I}_{d_d}) + \text{Tr}(\sigma_d^2 \mathbf{V}_D \mathbf{U}_D^H \mathbf{U}_D)$ ,  $\tilde{c}_1 = \text{Tr}(\mathbf{V}_D \mathbf{U}_D^H \mathbf{H}_D \bar{\mathbf{W}}_D \bar{\mathbf{H}}_D^H \mathbf{U}_D)$ ,  $\tilde{c}_2 = \text{Tr}(\mathbf{V}_D \mathbf{U}_D^H \mathbf{H}_{CD} \bar{\mathbf{W}} \mathbf{H}_{CD}^H \mathbf{U}_D)$ ,  $\tilde{c}_3 = \text{Tr}(\mathbf{V}_D \mathbf{U}_D^H \mathbf{H}_D \mathbf{W}_D)$ ,  $\tilde{c}_4 = \text{Tr}(\mathbf{W}_D^H \mathbf{H}_D^H \mathbf{U}_D \mathbf{V}_D)$ 。

用式(34)、式(35)分别替换式(28a)、式(28b), 去掉目标函数中的常数项, 则 P6 可等价转换为

$$P7: \min_{\phi} \text{Tr}(\Phi^H B \Phi C) + \text{Tr}(\Phi^H D^H) + \text{Tr}(\Phi D) \quad (36a)$$

$$\text{s.t.} \text{Tr}(\Phi^H \tilde{B} \Phi \tilde{C}) + \text{Tr}(\Phi^H \tilde{D}^H) + \text{Tr}(\Phi \tilde{D}) \leq \tilde{\gamma} - \tilde{c} \quad (36b)$$

$$|\phi_n| = 1, n = 1, 2, \dots, N \quad (36c)$$

接下来, 把矩阵的迹运算转换为向量运算的形式。考虑  $\Phi$  是对角矩阵, 令  $\phi = [\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_N]^T$ , 则  $\text{Tr}(\Phi^H B \Phi C) = \phi^H (B \odot C^T) \phi$  和  $\text{Tr}(\Phi^H \tilde{B} \Phi \tilde{C}) = \phi^H (\tilde{B} \odot \tilde{C}^T) \phi$ 。同样地, 令  $d = [[D]_{1,1}, \dots, [D]_{N,N}]^T$ ,  $\tilde{d} = [[\tilde{D}]_{1,1}, \dots, [\tilde{D}]_{N,N}]^T$ , 则  $\text{Tr}(\Phi D) = d^T \phi$ ,  $\text{Tr}(\Phi^H D^H) = \phi^H d^*$ ,  $\text{Tr}(\Phi \tilde{D}) = \tilde{d}^T \phi$ ,  $\text{Tr}(\Phi^H \tilde{D}^H) = \phi^H \tilde{d}^*$ 。基于此, 若令  $\Omega = B \odot C^T$ ,  $\tilde{\Omega} = \tilde{B} \odot \tilde{C}^T$ , 则 P7 可以等价

$$P8: \min_{\phi} \phi^H \Omega \phi + 2 \text{Re}\{\phi^H d^*\} \quad (37a)$$

$$\text{s.t.} \phi^H \tilde{\Omega} \phi + 2 \text{Re}\{\phi^H \tilde{d}^*\} \leq \tilde{\gamma} - \tilde{c} \quad (37b)$$

$$|\phi_n| = 1, n = 1, 2, \dots, N \quad (37c)$$

由于矩阵  $B$ 、 $C$ 、 $\tilde{B}$  和  $\tilde{C}$  都是非负半定矩阵,  $\Omega$  和  $\tilde{\Omega}$  也是非负半定矩阵。P8 非凸只是因为约束条件式(37c)的非凸性。该问题可转换为半定规划, 再用高斯随机化求解, 但该方法复杂度高。

本文使用内逼算法进行求解, 降低计算复杂度。内逼算法的原理是在每次迭代中找到所求函数的上界来逐步逼近最优值。以函数  $f(x)$  为例, 定义其在第  $t+1$  次迭代时的上界为  $\tilde{f}(x | x^{(t)})$ , 该上界的确定需要满足如下 3 个条件<sup>[20,26,38]</sup>。

- 1)  $\tilde{f}(x^{(t)} | x^{(t)}) = f(x^{(t)})$ 。
- 2)  $\nabla_x \tilde{f}(x | x^{(t)})|_{x=x^{(t)}} = \nabla_x f(x)|_{x=x^{(t)}}$ 。
- 3)  $\tilde{f}(x | x^{(t)}) \geq f(x)$ 。

基于上述分析, 根据文献[38]中的引理 1, 对 P8 中的任意可行解  $\phi$ , 给定迭代值  $\phi^{(t)}$  时,  $\phi^H \Omega \phi$  和  $\phi^H \tilde{\Omega} \phi$  的上界可表示为

$$\phi^H \Omega \phi \leq \phi^H X_{\Omega} \phi - 2 \text{Re}\{\phi^H (X_{\Omega} - \Omega) \phi^{(t)}\} + (\phi^{(t)})^H (X_{\Omega} - \Omega) \phi^{(t)} \quad (38)$$

$$\phi^H \tilde{\Omega} \phi \leq \phi^H X_{\tilde{\Omega}} \phi - 2 \text{Re}\{\phi^H (X_{\tilde{\Omega}} - \tilde{\Omega}) \phi^{(t)}\} + (\phi^{(t)})^H (X_{\tilde{\Omega}} - \tilde{\Omega}) \phi^{(t)} \quad (39)$$

其中,  $X_{\Omega} = \lambda_{\Omega} I_N$ ,  $\lambda_{\Omega}$  是  $\Omega$  的最大特征值, 故  $\phi^H X_{\Omega} \phi = N \lambda_{\Omega}$ 、 $\phi^H X_{\tilde{\Omega}} \phi = N \lambda_{\tilde{\Omega}}$ 。因此, P8 等价于

$$P9: \min_{\phi} 2 \text{Re}\{\phi^H m\} \quad (40a)$$

$$\text{s.t.} 2 \text{Re}\{\phi^H \tilde{m}\} \leq \beta \quad (40b)$$

$$|\phi_n| = 1, n = 1, 2, \dots, N \quad (40c)$$

其中,  $m = d^* - (X_{\Omega} - \Omega) \phi^{(t)}$ ,  $\tilde{m} = \tilde{d}^* - (X_{\tilde{\Omega}} - \tilde{\Omega}) \phi^{(t)}$ ,  $\beta = \tilde{\gamma} - \tilde{c} - N \lambda_{\tilde{\Omega}} - (\phi^{(t)})^H (X_{\tilde{\Omega}} - \tilde{\Omega}) \phi^{(t)}$ 。引入惩罚因子  $\mu \geq 0$ , P9 转换为

$$P10: \min_{\phi, \mu} \zeta(\phi, \mu) = 2 \text{Re}\{\phi^H m\} + 2\mu \text{Re}\{\phi^H \tilde{m}\} \quad (41a)$$

$$\text{s.t.} |\phi_n| = 1, n = 1, 2, \dots, N \quad (41b)$$

给定  $\mu$  下, 最优  $\phi$  值可以直接求解为

$$\phi(\mu) = e^{-j \arg t} \quad (42)$$

其中,  $t = m + \mu \tilde{m}$ 。最优的  $\mu$  可以通过解互补松弛条件得到, 即

$$\mu \{2 \text{Re}\{\phi(\mu)^H \tilde{m}\} - \beta\} = 0 \quad (43)$$

当  $\mu = 0$  时, 若  $2 \text{Re}\{\phi(\mu)^H \tilde{m}\} \leq \beta$ , 则最优的  $\mu$  为  $\mu^{\text{opt}} = 0$ ; 当  $\mu > 0$  时, 可基于定理 2 求解关于  $\mu$  的方程  $2 \text{Re}\{\phi(\mu)^H \tilde{m}\} = \beta$ 。

**定理 2** 当  $\mu > 0$  时, 函数  $f(\mu) = 2 \text{Re}\{\phi(\mu)^H \tilde{m}\}$  为关于  $\mu$  的单调递减函数。

**证明** 设 2 个正变量  $\mu$ 、 $\mu'$  满足  $\mu \geq \mu'$ , 令  $\phi(\mu)$  和  $\phi(\mu')$  均为 P10 的最优解。则有  $\zeta(\phi(\mu), \mu) \leq \zeta(\phi(\mu'), \mu)$  和  $\zeta(\phi(\mu'), \mu') \leq \zeta(\phi(\mu), \mu')$ , 把不等号左右两侧分别相加再去掉相同项, 可得  $2(\mu - \mu') \text{Re}\{\phi(\mu)^H \tilde{m}\} \leq 2(\mu - \mu') \text{Re}\{\phi(\mu')^H \tilde{m}\}$ , 由于  $\mu \geq \mu'$ , 则  $2 \text{Re}\{\phi(\mu)^H \tilde{m}\} \leq 2 \text{Re}\{\phi(\mu')^H \tilde{m}\}$ 。

证毕。

因此, 当  $\mu > 0$  时, 可用二分法找到最优的  $\mu^*$ 。把  $\mu^*$  代入式(42)即得 P9 的最优解  $\phi^*$ , 进而得到 P6 的最优解  $\Phi^*$ 。

## 2.4 交替迭代优化算法

综合上述 2 个优化子问题的求解过程, 原始问题 P1 可用交替迭代优化算法求解<sup>[16-20]</sup>, 在交替迭代优化过程中, V2I 用户的信道容量作为目标值是单调递增的, 但由于发射功率始终有界, 交替迭代优化算法最终将收敛于一个定值。但由于 P1 是非凸问题, 该算法只能逐渐逼近最优解, 不能保证获得全局最优解。设  $W^{(t)}$ 、 $W_D^{(t)}$ 、 $\Phi^{(t)}$  为第  $t$  次迭代后的解或更新值, 具体交替迭代优化算法流程如算法 1 所示。

**算法 1** 交替迭代优化算法

**参数设置** 随机产生初始化可行解  $W^{(0)}$ 、

$\Phi^{(0)}$ ，设置误差精度  $\varepsilon > 0$ 、最大迭代次数  $T$ ，初始迭代次数  $t = 0$ ，根据信道增益矩阵计算  $\mathbf{W}_D^{(0)}$ 。利用式(9)计算 V2I 用户的初始信道容量  $R_C^{(0)}$ 。

求解

for  $t = 1:T$

给定可行解  $\mathbf{W}^{(t-1)}$ 、 $\Phi^{(t-1)}$ ，利用式(14)、式(15)

计算得  $\mathbf{U}_C^{(t-1)}$ 、 $\mathbf{V}_C^{(t-1)}$  以及  $\mathbf{U}_D^{(t-1)}$  和  $\mathbf{V}_D^{(t-1)}$ ；

利用  $\Phi^{(t-1)}$ 、 $\mathbf{U}_C^{(t-1)}$ 、 $\mathbf{V}_C^{(t-1)}$ 、 $\mathbf{U}_D^{(t-1)}$  和  $\mathbf{V}_D^{(t-1)}$ ，

求解 P5，获得最优解  $\mathbf{W}^{(t)}$ ；

利用  $\mathbf{W}^{(t)}$ 、 $\mathbf{U}_C^{(t-1)}$ 、 $\mathbf{V}_C^{(t-1)}$ 、 $\mathbf{U}_D^{(t-1)}$  和  $\mathbf{V}_D^{(t-1)}$ ，

求解 P10，获得最优解  $\Phi^{(t)}$ ；

利用  $\mathbf{W}^{(t)}$ 、 $\Phi^{(t)}$  更新 V2V 用户信道  $\bar{\mathbf{H}}_D$ ，对其进行奇异值分解，计算得  $\mathbf{W}_D^{(t)}$ ；

利用式(9)计算 V2I 用户的信道容量  $R_C^{(t)}$ ；

如果  $|R_C^{(t)} - R_C^{(t-1)}| \leq \varepsilon$ ，循环结束；

否则，更新迭代次数  $t = t + 1$ ，可行解  $\mathbf{W}^{(t+1)} = \mathbf{W}^{(t)}$ 、 $\Phi^{(t+1)} = \Phi^{(t)}$ ，继续迭代；

end for

输出 最优发射波束成形  $\mathbf{W}^* = \mathbf{W}^{(t)}$  和最优反射波束成形  $\Phi^* = \Phi^{(t)}$

### 3 仿真结果与分析

本节通过仿真分析评估所提方案的性能。仿真场景如图 2 所示，车辆同向行驶，分布在一段长 200 m、宽 12 m 的三车道道路区间内，平均车速  $v = 70$  km/h，C-VUE 车辆和一对 D-VUE 车辆按均值为  $2.5v$  的指数分布随机生成，车载终端天线高度 1.5 m。基站和 IRS 部署在道路两侧，高度均为 25 m，以道路一侧的中间点为坐标原点，基站和 IRS 的坐标分别为  $(0, 0, 25)$  和  $(0, 12, 25)$ <sup>[32]</sup>。其他仿真参数设置如无特殊说明如表 1 所示。

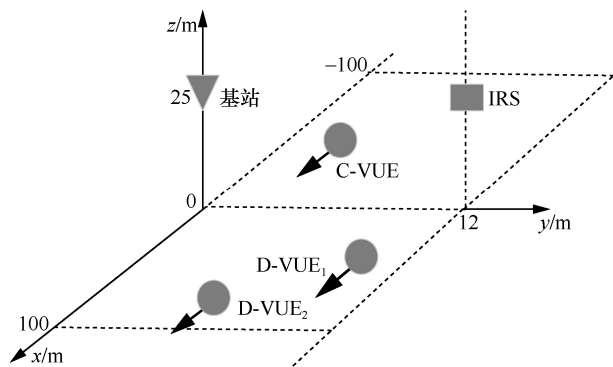


图 2 仿真场景

表 1 仿真参数设置

参数名称	取值
基站发射功率 $P/W$	1
V2V 用户数据速率需求 $\gamma^{req}/(\text{bit} \cdot (\text{s} \cdot \text{Hz})^{-1})$	1
发送数据流个数 $d_c, d_o$	2
发送端天线数 $M_t, L_t$	4
接收端天线数 $M_r, L_r$	2
IRS 反射单元数 $N$	20
反射单元间隔与电磁波长比值 $\frac{d}{\lambda}$	0.5
与 IRS 有关的路径损耗指数	2
基站到 C-VUE 和 D-VUE 路径损耗指数	3.75
D-VUE 之间的路径损耗指数	3
与 IRS 有关的莱斯衰落因子	3
每米的路径损耗/dB	30
噪声功率谱密度 $(\text{dBm} \cdot \text{Hz}^{-1})$	-174
算法误差精度	0.001

V2I 用户的信道容量随交替迭代优化算法迭代次数的变化如图 3 所示。IRS 反射相移模个数越少算法收敛速度越快，当  $N=20$  时，算法迭代 10 次就能收敛到稳定值。实际工程中如果对收敛速度要求较高，可以适当牺牲精度来使用较少的迭代次数，例如，与初始值相比，迭代 10 次时  $N=20$ 、60 和 100 对应的信道容量分别提高了 4.2 dB、3.0 dB 和 2.4 dB，性能提升比较明显。

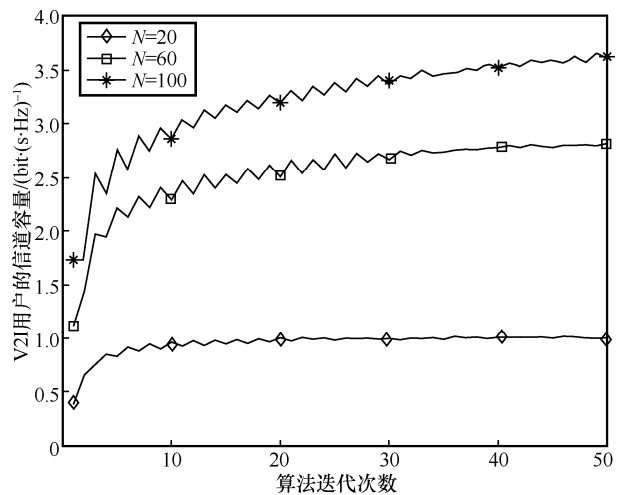


图 3 信道容量随交替迭代优化算法迭代次数的变化

本文对所提算法与 3 种基准算法在不同 IRS 反射单元数下进行了比较，证明了所提算法的优越性。不同算法的信道容量与 IRS 反射单元数的关系如图 4 所示。3 种基准算法如下：1) 信道匹配算法，即基站

的发送预编码矩阵采用理想形式，利用信道增益矩阵的奇异值分解设计，IRS 相移矩阵采用本文方法设计；2) 无 IRS 辅助算法，即系统中不部署 IRS；3) IRS 相移随机算法，即发送预编码的求解利用本文算法，但 IRS 的相移矩阵是随机生成的。从图 4 可以看出，随着 IRS 反射单元数的增加，所提算法 V2I 用户的信道容量逐渐提升，且与其他 3 种算法相比性能增益更加明显。无 IRS 辅助算法和 IRS 相移随机算法的信道容量几乎相同，说明了部署 IRS 若不进行波束优化则无法带来性能增益。当 IRS 反射单元数为 20 时，所提算法与其他算法相比信道容量增益可达 3.5 dB。

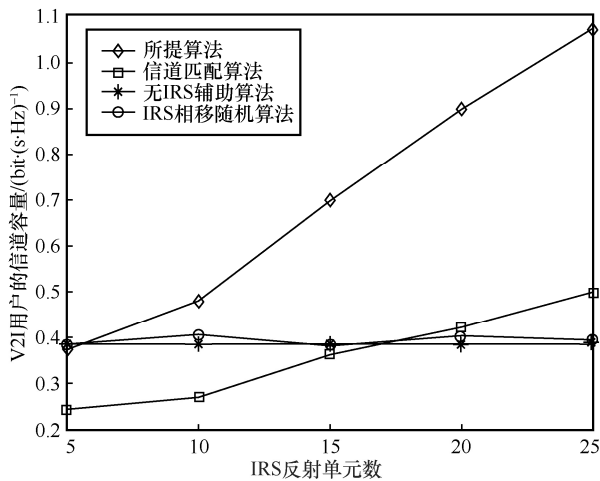


图 4 不同算法的信道容量与 IRS 反射单元数的关系

V2I 用户的信道容量与 IRS 位置的关系如图 5 所示。仿真中固定了 IRS 的  $y$  轴和  $z$  轴坐标，只改变  $x$  轴坐标，使 IRS 从  $-100\text{ m}$  到  $100\text{ m}$  进行移动。结果表明，无论 V2I 用户行驶到基站左侧还是右侧，IRS 越靠近基站信道容量越大。这对工程上 IRS 部署位置的选取提供了参考。

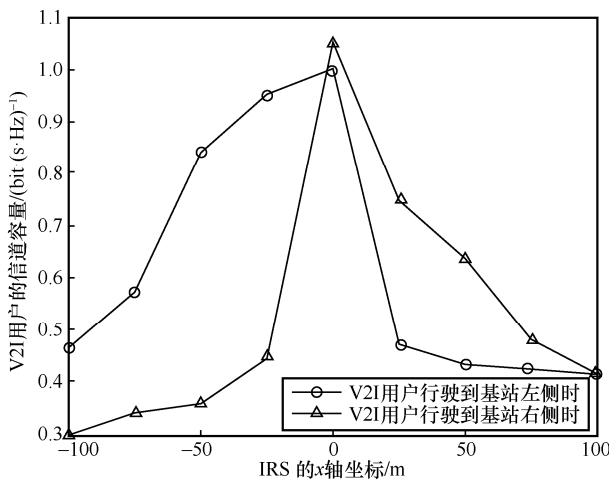


图 5 信道容量与 IRS 位置的关系

不同的干扰路径损耗指数下 V2I 用户的信道容量与车速的关系如图 6 所示。其中， $\alpha_{DC}$  为 D-VUE 对 C-VUE 的干扰路径损耗指数。 $\alpha_{DC}$  越大，则 V2I 用户的信道容量越高，这是因为 D-VUE 对 C-VUE 的干扰变弱。随着平均车速的增加，V2I 用户的信道容量呈现先增加后减少的趋势，这种现象由以下 2 个因素导致：1) D-VUE 和 C-VUE 的干扰路径距离；2) D-VUE 的发射功率。当车速增大，车辆间平均距离增大时，D-VUE 和 C-VUE 之间的干扰距离增加，使 C-VUE 的接收干扰减少，C-VUE 信道容量增大；但当车速增大到一定程度，D-VUE 收发端距离增大到影响其最小速率需求的实现时，为了满足速率需求，D-VUE 发送端需要增加发射功率，这样则对 C-VUE 的干扰增加；当增加发射功率产生的干扰超过增加距离减少的干扰时，V2I 用户的信道容量开始减少。

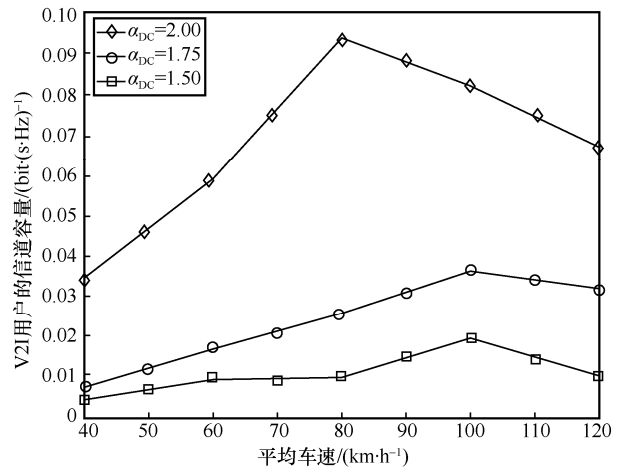


图 6 信道容量与车速的关系

## 4 结束语

基于 IRS 辅助车联网通信能够提升覆盖强度和增强反射信号的特点，针对 IRS 辅助的 MIMO 车联网系统，本文提出了一种 V2I 和 V2V 共存下的联合波束成形设计方案。在满足 V2V 用户数据速率需求、V2I 基站发射功率受限以及 IRS 反射相移模约束等条件下，通过最大化 V2I 用户的信道容量，给出了最优的基站发送预编码矩阵和 IRS 反射相移矩阵。利用 MMSE 规则证明了非凸的速率函数可以等价凸化，使用矩阵分析和内逼算法对隐式非凸约束进行转换，提出了一种交替迭代优化算法。仿真结果表明：1) 所提算法具有较快的收敛速度；2) 所提算法明显优于无 IRS 的情形，且

随着 IRS 反射单元数的增加性能提升更加显著;

3) 在车联网中, IRS 最适宜部署在基站附近, 且 V2I 用户信道容量在适当平均车速下才能取得最大值。

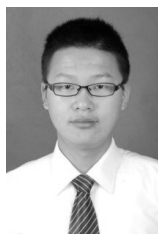
### 参考文献:

- [1] 杨放春, 王尚广, 李静林, 等. 车联网综述[J]. 中国通信, 2014, 11(10): 1-15.  
YANG F C, WANG S G, LI J L, et al. An overview of Internet of vehicles[J]. China Communications, 2014, 11(10): 1-15.
- [2] NOOR-A-RAHIM M, LIU Z L, LEE H, et al. 6G for vehicle-to-everything (V2X) communications: enabling technologies, challenges, and opportunities[J]. Proceedings of the IEEE, 2022, 110(6): 712-734.
- [3] CHEN S Z, HU J L, SHI Y, et al. LTE-V: a TD-LTE-based V2X solution for future vehicular network[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2016, 3(6): 997-1005.
- [4] SHARMA V, YOU I, GUIZANI N. Security of 5G-V2X: technologies, standardization, and research directions[J]. IEEE Network, 2020, 34(5): 306-314.
- [5] SIAL M N, DENG Y S, AHMED J, et al. Stochastic geometry modeling of cellular V2X communication over shared channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(12): 11873-11887.
- [6] YANG Y, XIANG H L, HE G, et al. Optimal spectrum reuse of V2V communications for maximizing average throughput in vehicular ad hoc networks[C]//Proceedings of 2021 IEEE/CIC International Conference on Communications in China. Piscataway: IEEE Press, 2021: 1178-1182.
- [7] JAMEEL F, JAVED M A, NGO D T. Performance analysis of cooperative V2V and V2I communications under correlated fading[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2020, 21(8): 3476-3484.
- [8] NGUYEN B L, NGO D T, TRAN N H, et al. Dynamic V2I/V2V cooperative scheme for connectivity and throughput enhancement[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2022, 23(2): 1236-1246.
- [9] DAMPAHALAGE D, SHASHIKA M K B, RAJATHEVA N, et al. Intelligent reflecting surface aided vehicular communications[C]//Proceedings of 2020 IEEE Globecom Workshops. Piscataway: IEEE Press, 2021: 1-6.
- [10] ZHU Y S, MAO B M, KATO N. Intelligent reflecting surface in 6G vehicular communications: a survey[J]. IEEE Open Journal of Vehicular Technology, 2022, 3: 266-277.
- [11] ZHANG L, CHEN X Q, LIU S, et al. Space-time-coding digital metasurfaces[J]. Nature Communications, 2018, 9: 4334.
- [12] 崔铁军. 电磁超材料: 从等效媒质到现场可编程系统[J]. 中国科学: 信息科学, 2020, 50(10): 1427-1461.  
CUI T J. Electromagnetic metamaterials—from effective media to field programmable systems[J]. Scientia Sinica (Informationis), 2020, 50(10): 1427-1461.
- [13] BASAR E, RENZO M D, ROSNY J D, et al. Wireless communications through reconfigurable intelligent surfaces[J]. IEEE Access, 2019, 7: 116753-116773.
- [14] LIANG Y C, CHEN J, LONG R Z, et al. Reconfigurable intelligent surfaces for smart wireless environments: channel estimation, system design and applications in 6G networks[J]. Science China Information Sciences, 2021, 64(10): 200301.
- [15] 崔铁军, 金石, 章嘉懿, 等. 智能超表面技术研究报告[R]. 2021.  
CUI T J, JIN S, ZHANG J Y, et al. Research report on reconfigurable intelligent surface (RIS) [R]. 2021.
- [16] WU Q Q, ZHANG R. Intelligent reflecting surface enhanced wireless network via joint active and passive beamforming[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18(11): 5394-5409.
- [17] WU Q Q, ZHANG R. Beamforming optimization for wireless network aided by intelligent reflecting surface with discrete phase shifts[J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(3): 1838-1851.
- [18] ZHOU G, PAN C H, REN H, et al. Intelligent reflecting surface aided multigroup multicast MISO communication systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2020, 68: 3236-3251.
- [19] PAN C H, REN H, WANG K Z, et al. Multicell MIMO communications relying on intelligent reflecting surfaces[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19(8): 5218-5233.
- [20] PAN C H, REN H, WANG K Z, et al. Intelligent reflecting surface aided MIMO broadcasting for simultaneous wireless information and power transfer[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38(8): 1719-1734.
- [21] SHEN H, XU W, GONG S L, et al. Secrecy rate maximization for intelligent reflecting surface assisted multi-antenna communications[J]. IEEE Communications Letters, 2019, 23(9): 1488-1492.
- [22] CHU Z, ZHU Z Y, ZHOU F H, et al. Intelligent reflecting surface assisted wireless powered sensor networks for Internet of things[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(7): 4877-4889.
- [23] 朱政宇, 徐金雷, 孙钢灿, 等. 基于 IRS 辅助的 SWIPT 物联网系统安全波束成形设计[J]. 通信学报, 2021, 42(4): 185-193.  
ZHU Z Y, XU J L, SUN G C, et al. Secure beamforming design for IRS-assisted SWIPT Internet of things system[J]. Journal on Communications, 2021, 42(4): 185-193.
- [24] ZHANG X Q, ZHANG H J, DU W B, et al. IRS empowered UAV wireless communication with resource allocation, reflecting design and trajectory optimization[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(10): 7867-7880.
- [25] SONG X K, ZHAO Y L, WU Z L, et al. Joint trajectory and communication design for IRS-assisted UAV networks[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 11(7): 1538-1542.
- [26] ZHANG L, WANG Y, TAO W G, et al. Intelligent reflecting surface aided MIMO cognitive radio systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(10): 11445-11457.
- [27] WANG J, ZHANG W C, BAO X, et al. Outage analysis for intelligent reflecting surface assisted vehicular communication networks[C]//Proceedings of IEEE Global Communications Conference. Piscataway: IEEE Press, 2021: 1-6.
- [28] AGRAWAL N, BANSAL A, SINGH K, et al. Performance evaluation of RIS-assisted UAV-enabled vehicular communication system with multiple non-identical interferers[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2022, 23(7): 9883-9894.
- [29] MENSİ N, RAWAT D B. On the performance of partial RIS selection vs. partial relay selection for vehicular communications[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 71(9): 9475-9489.
- [30] MENSİ N, RAWAT D B. Reconfigurable intelligent surface selection for wireless vehicular communications[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 11(8): 1743-1747.
- [31] AI Y, DEFIGUEIREDO F A P, KONG L, et al. Secure vehicular communications through reconfigurable intelligent surfaces[J]. IEEE

Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(7): 7272-7276.

- [32] CHEN Y B, WANG Y, ZHANG J Y, et al. Resource allocation for intelligent reflecting surface aided vehicular communications[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(10): 12321-12326.
- [33] SHABIR M W, NGUYEN T N, MIRZA J, et al. Transmit and reflect beamforming for max-min SINR in IRS-aided MIMO vehicular networks[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2022, 24(1): 1-7.
- [34] LEE Y, LEE J H, KO Y C. Beamforming optimization for IRS-assisted mmWave V2I communication systems via reinforcement learning[J]. IEEE Access, 2022, 10: 60521-60533.
- [35] CHEN Y B, WANG Y, JIAO L. Robust transmission for reconfigurable intelligent surface aided millimeter wave vehicular communications with statistical CSI[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(2): 928-944.
- [36] HAN Y, TANG W K, JIN S, et al. Large intelligent surface-assisted wireless communication exploiting statistical CSI[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(8): 8238-8242.
- [37] SHI Q J, RAZAVIYAYN M, LUO Z Q, et al. An iteratively weighted MMSE approach to distributed sum-utility maximization for a MIMO interfering broadcast channel[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(9): 4331-4340.
- [38] HUANG C W, ZAPPONE A, ALEXANDROPOULOS G C, et al. Reconfigurable intelligent surfaces for energy efficiency in wireless communication[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18(8): 4157-4170.

#### [作者简介]



张雷（1986-），男，河南柘城人，博士，江苏理工学院副教授、硕士生导师，主要研究方向为认知无线电、车联网、智能超表面通信技术。



王玉（1987-），女，山西长治人，博士，江苏理工学院副教授、硕士生导师，主要研究方向为车联网、智能超表面通信技术等。



田建杰（1990-），男，江苏常州人，博士，江苏理工学院讲师，主要研究方向为高效无线通信系统、智能反射面辅助通信网络等。



张琳（1990-），女，江苏徐州人，博士，江苏理工学院讲师、硕士生导师，主要研究方向为多传感器融合、导航定位等。



章天骄（1990-），男，江苏常州人，博士，江苏理工学院讲师，主要研究方向为 D2D 网络、车联网 MAC 协议等。